

# 基于三相桥臂坐标的 SVPWM 过调制方法

吴德会 夏晓昊 张忠远 李 超

(厦门大学机电工程系 厦门 361005)

**摘要** 讨论了一种新型的 SVPWM 过调制方法,并对其过调制性能及谐波成分进行了分析。首先,对经典 SVPWM 技术进行了分析,探讨了常规过调制策略的实质。其次,引入了新的三相桥臂坐标,在该坐标下将现有的 SVPWM 的串行合成时间关系推导为并行。最后,给出了线性调制和过调制统一的求解模型,避免了现有过调制算法中控制角和保持角的计算。新方法取消了扇区的概念并简化了计算,可实现从线性调制到六阶梯模式的连续平滑调制。文中介绍了该过调制算法的基本原理,进行了仿真和实验。结果表明,该方法在线性调制和六阶梯模式下调制效果与经典 SVPWM 方法相当;而过调制区,其输出 PWM 波形的 THD 明显小于常规过调制方法。

**关键词**: 三相桥臂 空间电压矢量脉宽调制(SVPWM) 过调制 电压利用率

**中图分类号**: TM46

## A SVPWM Overmodulation Method Based on Three-Phase Bridge Arm Coordinates

Wu Dehui Xia Xiaohao Zhang Zhongyuan Li Chao

(Xiamen University Xiamen 361005 China)

**Abstract** A new overmodulation method based on space vector pulse width modulation (SVPWM) is discussed, and the performance and harmonic components of which are also analyzed. Firstly, the essence of original overmodulation strategy in the classical SVPWM is investigated. Then, a three-phase-bridge-arm coordination is introduced in which the relationship between three up-bridge arm working situations is parallel. Finally, a unified solution of linear modulation and overmodulation is proposed, to avoid the calculation of the reference angle and holding angle in existing strategies. The new method cancels traditional sector division, simplifies the computation, and gives smooth transitions from linear modulation, overmodulation, to six-step operation finally. The overmodulation strategy is theoretically analyzed, simulated and experimented. The results demonstrate that the PWM wave generated by the new method is similar to the classic, and the total harmonic distortion(THD) of the output voltage is markedly reduced.

**Keywords**: Three-phase bridge arm, space vector pulse width modulation(SVPWM), overmodulation, voltage availability

## 1 引言

空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)技术<sup>[1]</sup>,由于具有较高的直

流电压利用率、较低的开关谐波及易于数字实现等优点,而被广泛应用于变频逆变及电机拖动领域<sup>[2]</sup>。而如何采用过调制方式提高电源电压利用率是改善电机性能、获得更大电磁转矩的有效手段,也是当前人们较关注的一个热点研究问题<sup>[3]</sup>。

目前关于过调制的策略大略可分为两类<sup>[4]</sup>。一类是 Holtz 提出的一种比较经典的 SVPWM 过调制连续控制方法<sup>[5]</sup>。该法根据调制系数的不同,将过

国家自然科学基金(51177141),福建省自然科学基金(2010J01310)和中央高校基本科研(0620ZK1007)资助项目。

收稿日期 2013-02-28 改稿日期 2013-04-19

调制区分为 、 两个阶段；过调制 区仅仅改变矢量的幅值，而过调制 区要同时改变矢量的幅值和相角，以保证逆变器输出电压的连续性<sup>[6]</sup>。文献[7]中提出了一种逻辑判断法则，不需要计算保持角并将过调制 、 两个分区的方法进行统一处理。文献[8]中讨论了一种矢量叠加的过调制策略，通过在两分区中进行圆形轨迹和六边形轨迹的加权叠加，能改善一定的过渡平滑性。另一类是 Bolognani 等学者提出的将两个阶段的过调制合成为单模式策略。该方法易于计算机处理。但是该方法过程简单，精度不高<sup>[9]</sup>。Lee 等通过建立基波输出电压和调制系数的函数关系，通过傅里叶级数来计算不同调制度条件下的参考角和保持角，在全过调制范围内都能得到输出电压的线性控制。但是该方法的在线计算量较大，采用离线查表的方式又限制了可实施精度<sup>[10]</sup>。

以上这些过调制策略在一定程度上进一步提高了 SVPWM 方法的电压利用率<sup>[11]</sup>。但由于基本思路都是针对经典 SVPWM 实施步骤，因此均需要补充额外的“过调制算法”来实现<sup>[12]</sup>。本文通过对 SVPWM 的本质分析，从一个新的角度来看待 SVPWM 的过调制问题。在该角度下，取消了扇区的概念以简化计算，并统一了 SVPWM 进行线性调制与过调制的算法，避免了常规过调制算法中控制角和保持角的计算，可实现从线性调制到六阶梯模式的连续平滑调制。

## 2 经典 SVPWM 过调制策略分析

### 2.1 SVPWM 原理<sup>[1]</sup>

经典 SVPWM 的思想是用三相桥臂（6 个开关器件）对应的 8 个基本电压矢量组合，将空间划分为 6 个扇区。在每个扇区内，用相邻的 2 个非零电压矢量和零矢量的组合去逼近参考电压矢量。

图 1 为 SVPWM 的电压空间矢量图示意。其中， $U_{ref}$  为参考电压矢量， $\theta$  为其旋转角。不妨记上桥臂导通并且下桥臂关断为 1，反之则为 0，则电压矢量标号以 abc 为顺序；可视 000 和 111 状态为一种状态，统称为零矢量，100、110、010、011、001 和 101 称为非零矢量。

图 1 中的  $U_{ref}$  位于 I 扇区，不妨以其为例，设调制周期为  $T_s$ ，矢量  $U_1$  作用时间为  $T_1$ ，矢量  $U_2$  作用时间为  $T_2$ ，用  $U_0$  表示零矢量，其作用时间为  $T_0$ 。则有

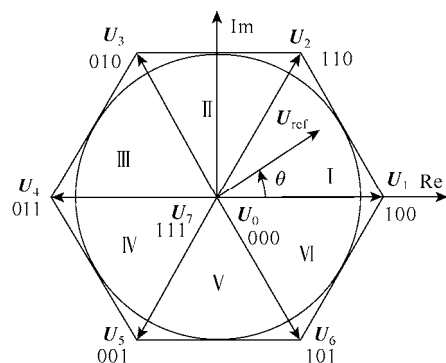


图 1 电压空间矢量分布及扇区划分示意

Fig.1 Diagram of the voltage space vector and sectors division

$$T_s U_{ref} = T_1 U_1 + T_2 U_2 + T_0 U_0 \quad (1)$$

根据电压矢量空间合成原理，将式（1）在直角坐标下进行分解。通过三相逆变器拓扑结构，可确定电压矢量  $U_1$ 、 $U_2$  及  $U_0$ ，并代入式（1），可得如下几何关系

$$\begin{cases} T_s \|U_{ref}\| \cos \theta = \frac{2}{3} U_d T_1 \left(1 + \cos \frac{\pi}{3}\right) \\ T_s \|U_{ref}\| \sin \theta = \frac{2}{3} U_d T_2 \sin \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2)$$

式中， $U_d$  为逆变器直流侧电压。

参考文献[13]定义逆变器的调制度为

$$m = \frac{\|U_B\|}{2U_d/\pi} \quad (3)$$

式中， $2U_d/\pi$  为六阶梯模式输出基波电压幅值； $U_B$  为调制输出的基波相电压，当线性调制时， $\|U_B\| = \|U_{ref}\|$ 。

则联立式（2）和式（3），可直接求解得到扇区下的  $T_1$ 、 $T_2$  和  $T_0$  为

$$\begin{cases} T_1 = 2\sqrt{3}mT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)/\pi \\ T_2 = 2\sqrt{3}mT_s \sin \theta/\pi \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (4)$$

### 2.2 SVPWM 过调制算法分析

由式（4）可以直接计算零矢量的作用时间为

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 = T_s \left(1 - \frac{2\sqrt{3}m \sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\theta\right)}{\pi}\right) \Rightarrow m \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \approx 0.9069 \quad (5)$$

很明显,当调制度  $m = 0.9069$  时,参考电压矢量  $U_{ref}$  的轨迹处于图 1 所示正六边形内切圆之内,此时输出电压为线性调制范围。但当调制度  $m > 0.9069$  时,由经典 SVPWM 方法计算得到的零矢量作用时间  $T_0 < 0$  的情况会出现,与实际情况相悖,不可实施。因此需要额外的算法进行修正,称之为过调制算法。

目前比较普遍的是采用分区过调制算法。在过调制区中,过调制曲线分布如图 2a 所示,其基本思路是:参考电压矢量  $U_{ref}$  的轨迹超出正六边形的部分(即  $\alpha < \theta < \pi/3 - \alpha$ ,  $\alpha$  为控制角),将保持其相位不变并拉回至六边形的边界,形成新的待合成电压矢量  $U'_{ref}$ ;而对于未超出六边形部分,仍保持圆形轨迹,即  $U'_{ref} = U_{ref}$ 。

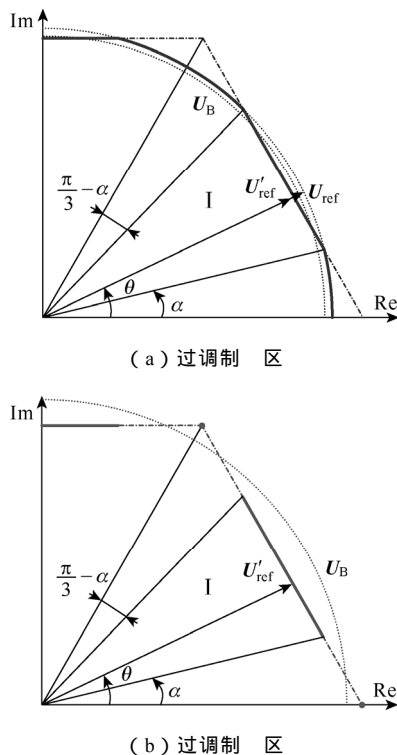


图 2 SVPWM 分区过调制策略示意(第 1 扇区)

Fig.2 Over-modulation strategy of SVPWM zoning (sector 1)

在过调制区形成的调制曲线如图 2b 所示。为了获得更大的伏秒平衡区域,其基本思路是:调制输出电压  $U'_{ref}$  必须保持在正六边形的顶点一段时间,以获得足够的电压利用率;然后  $U'_{ref}$  再保持其相位不变,并沿着正六边形边界走完剩余的调制周期(即  $\alpha < \theta < \pi/3 - \alpha$ , 这里  $\alpha$  又称为保持角)。过调制区和线性区的实现算法,在文献[9]中有详细介绍,本文不再赘述。

从本质上看,经典 SVPWM 的计算公式自身没有约束性,其计算结果中会出现与现实相悖的情况( $T_0 < 0$ ),因此需要引入过调制算法进行结果修正。但如果能换角度重新构造 SVPWM,并保证计算结果始终可在逆变器上实施,则无需再引入额外的过调制算法来提高电压利用率。

### 3 三相桥臂坐标下的 SVPWM 过调制

#### 3.1 三相桥臂坐标

经典的 SVPWM 方法中,共构造了 8 个基本电压矢量。而每个扇区内的参考电压矢量  $U_{ref}$  又由 2 个非零矢量和零矢量来合成。但当调制度  $m$  较大时,有可能计算得到的作用时间  $T_0$ 、 $T_1$ 、 $T_2$  之和大于调制周期  $T_s$ ,使实际逆变器无法有效输出。

如果换个角度来看,逆变器本质上是使用三相桥臂的对应输出电压矢量  $U_a$ 、 $U_b$  和  $U_c$  来合成  $U_{ref}$ 。则可以不考虑 8 个基本电压矢量,而直接立足三相桥臂输出来实现 SVPWM 调制。本文中定义 3 个“新的”基本电压矢量  $U_a$ 、 $U_b$  和  $U_c$ ,并记  $T_a$ 、 $T_b$  和  $T_c$  分别表示  $U_a$ 、 $U_b$  和  $U_c$  的作用时间。

很明显,经典 SVPWM 计算得到的作用时间  $T_0$ 、 $T_1$ 、 $T_2$  需要由逆变器顺序执行,即是一种“串行”时间关系。而本文新方法中定义的作用时间  $T_a$ 、 $T_b$ 、 $T_c$  可由逆变器三相桥臂同步执行,是一种“并行”的时间关系,可在  $0 \sim T_s$  范围内自由取值,相互之间无约束。图 3 中给出了两种方法定义的作用时间在相同 5 段式时序关系的示意。

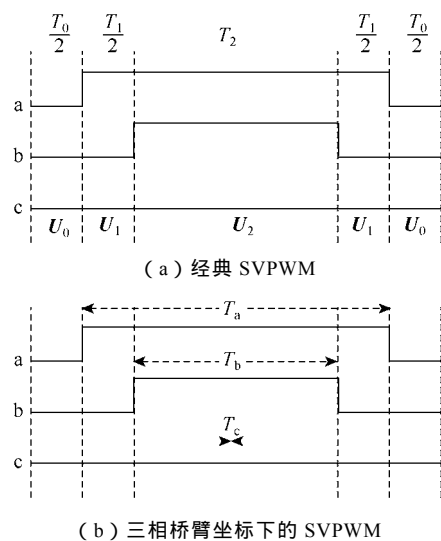


图 3 两种方法定义作用时间的时序关系(5 段式)

Fig.3 Sequential relationship of action time defined by two methods (five-step)

由于经典 SVPWM 采用了“串行”时间关系，因此计算得到的  $T_0$ 、 $T_1$ 、 $T_2$  之和有可能大于调制周期  $T_s$ 。而新方法中的  $T_a$ 、 $T_b$ 、 $T_c$  是“并行”的时间关系，不存在上述矛盾。三相桥臂的输出电压矢量  $U_a$ 、 $U_b$  和  $U_c$  互成  $2\pi/3$  夹角，因此构成的三相桥臂坐标系如图 4 所示。

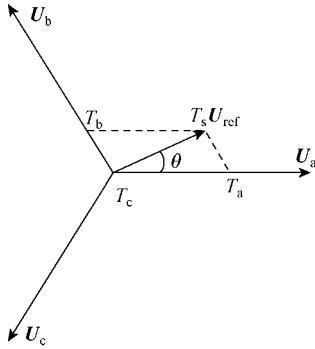


图 4 基于三相桥臂坐标系的电压矢量合成关系

Fig.4 Synthetic relationship of voltage vectors based on three-phase-bridge-arm coordinates

三相桥臂坐标系下的参考电压矢量  $U_{ref}$  合成，应满足如下伏秒平衡关系

$$T_s U_{ref} = T_a U_a + T_b U_b + T_c U_c \quad (6)$$

式(6)中的矢量是 2 维的，而存在  $T_a$ 、 $T_b$  和  $T_c$  3 个待定系数，因此式(6)的解不唯一。本文对式(6)进行简化，根据三相桥臂坐标轴关系，不难得出  $U_c = -U_a - U_b$ 。代入式(6)可得

$$T_s U_{ref} = (T_a - T_c) U_a + (T_b - T_c) U_b \quad (7)$$

不妨定义  $T_A = T_a - T_c$ ， $T_B = T_b - T_c$ ，则式(7)可进一步简化为

$$T_s U_{ref} = T_A U_a + T_B U_b \quad (8)$$

由式(8)来看，仅存在 2 个未知系数  $T_A$  和  $T_B$ 。根据  $U_a$ 、 $U_b$  的坐标轴关系，可通过坐标投影可得到如下唯一解

$$\begin{cases} T_A = \sqrt{3} T_s \|U_{ref}\| \sin(2\pi/3 - \theta) / U_d \\ T_B = \sqrt{3} T_s \|U_{ref}\| \sin(\theta) / U_d \end{cases} \quad (9)$$

再由  $T_A$ 、 $T_B$  的定义，可方便地重构出三相桥臂的作用时间  $T_a$ 、 $T_b$  和  $T_c$  为

$$T_a, T_b, T_c = \begin{cases} T_A, T_B, 0 & T_A, T_B \leq 0 \\ 0, T_B - T_A, -T_A & \begin{cases} T_A < T_B \\ T_A > T_B \end{cases} \\ T_A - T_B, 0, -T_B & \begin{cases} T_A < T_B \\ T_A > T_B \end{cases} \end{cases} \quad (10)$$

### 3.2 过调制的实现

很明显，式(10)中  $\min(T_a, T_b, T_c) = 0$  恒成立，则电压矢量合成范围（正六边形区域）满足  $\max(T_a, T_b, T_c) \leq T_s$ ，六条边满足  $\max(T_a, T_b, T_c) = T_s$ 。因此，在三相桥臂坐标系下，超出合成区域的判断准则为  $\max(T_a, T_b, T_c) > T_s$ 。当然，由于  $T_a$ 、 $T_b$  和  $T_c$  是并行的作用时间，相互之间无约束，因此给处理过调制问题带来优势。

较理想的过调制处理是最小误差策略，即实际合成的电压矢量  $U'_{ref}$  应满足  $\min \|U'_{ref} - U_{ref}\|$ 。在线性调制区，很明显有  $U'_{ref} = U_{ref}$ ，但在过调制区，需要确定  $U'_{ref}$  的求取模型。图 5 给出了最小误差策略在第 I 扇区中实现过调制的示意。

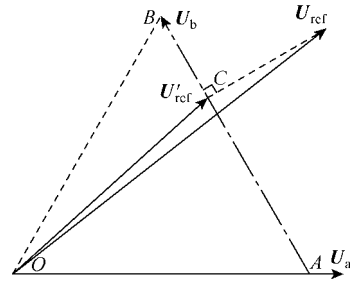


图 5 最小误差策略的过调制原理示意

Fig.5 Over-modulation principle of minimum error strategy

如图 5 所示，当出现过调制时，参考电压矢量  $U_{ref}$  位于六边形之外。投影  $U_{ref}$  到六边形  $AB$  边于点  $C$ ，由几何关系不难看出，矢量  $OC$  在六边形区域内与  $U_{ref}$  具有最小的拟合误差，因此矢量  $OC$  即为所求的待合成电压矢量  $U'_{ref}$ 。这种策略在相角上不能保证完全跟随，但是可以实现误差幅值的最小化。

在三相桥臂坐标系下，不妨设  $T_s U'_{ref} = T'_a U_a + T'_b U_b + T'_c U_c$ 。图 5 中所示的  $U'_{ref}$  位于边  $AB$  上，因此有  $T'_a = T_s$ ， $T'_c = 0$ 。而根据最小误差策略的几何原理， $U'_{ref}$  还应满足

$$(U_{ref} - U'_{ref}) U_b = 0 \Rightarrow$$

$$[(T_a - T_s) U_a + (T_b - T'_b) U_b] U_b = 0 \quad (11)$$

展开并整理，可得  $U'_{ref}$  的参数计算公式

$$T'_a = T_s, \quad T'_b = \left\langle T_b - \frac{T_a}{2} + \frac{T_s}{2} \right\rangle, \quad T'_c = 0 \quad (12)$$

式中， $\langle \cdot \rangle$  为限幅运算符，即  $\langle T \rangle = \begin{cases} T_s & T > T_s \\ T & 0 \leq T \leq T_s \\ 0 & T < 0 \end{cases}$ 。

为不失一般性,不妨定义  $T_{\max} = \max(T_a, T_b, T_c)$ ,  $T_{\text{mid}} = \text{mid}(T_a, T_b, T_c)$ 。则由式(12),可推广得到  $U'_{\text{ref}}$  参数的一般表达式为

$$T'_{\max} = T_s, \quad T'_{\text{mid}} = \langle (2T_{\text{mid}} - T_{\max} + T_s)/2 \rangle, \quad T'_{\min} = 0 \quad (13)$$

结合式(9)、式(10)及式(13),可得到基于三相桥臂坐标下 SVPWM 的线性调制和过调制的通用求解模型

$$\begin{cases} T_A = \sqrt{3}T_s \|U_{\text{ref}}\| \sin(2\pi/3 - \theta)/U_d \\ T_B = \sqrt{3}T_s \|U_{\text{ref}}\| \sin(\theta)/U_d \end{cases}$$

$$T_a, T_b, T_c = \begin{cases} T_A, T_B, 0 & T_A, T_B \leq 0 \\ 0, T_B - T_A, -T_A & \begin{cases} T_A < T_B \\ T_A > T_B \end{cases} \\ T_A - T_B, 0, -T_B & \end{cases}$$

$$T'_a, T'_b, T'_c = \begin{cases} T_a, T_b, T_c & \max(T_a, T_b, T_c) \leq T_s \\ T_s, \langle (2T_b - T_a + T_s)/2 \rangle, 0 & \begin{cases} T_a < T_b & T_c \\ T_a < T_c & T_b \end{cases} \\ T_s, 0, \langle (2T_c - T_a + T_s)/2 \rangle & \begin{cases} T_b < T_a & T_c \\ T_b < T_c & T_a \end{cases} \\ \langle (2T_a - T_b + T_s)/2 \rangle, T_s, 0 & \begin{cases} T_b < T_c & T_a \\ T_c < T_a & T_b \end{cases} \\ 0, T_s, \langle (2T_c - T_b + T_s)/2 \rangle & \begin{cases} T_c < T_b & T_a \\ T_c < T_a & T_b \end{cases} \\ \langle (2T_a - T_c + T_s)/2 \rangle, 0, T_s & \begin{cases} T_c < T_b & T_a \\ T_c < T_a & T_b \end{cases} \\ 0, \langle (2T_b - T_c + T_s)/2 \rangle, T_s & \end{cases} \quad (14)$$

当然,利用式(14)中求解的  $T'_a$ 、 $T'_b$  和  $T'_c$  来直接控制逆变器三相桥臂作用时间,即可实现 5 段式 SVPWM。7 段式 SVPWM 时序关系可在  $T'_a$ 、 $T'_b$  和  $T'_c$  中劈零来实现,其原理比较简单,本文不再赘述。

将式(14)与式(4)中经典 SVPWM 在一个扇区的求解模型比较,不难看出:新方法无需进行经典 SVPWM 扇区的判断,也简化了多扇区求解模型的复杂度。虽然,新方法增加了  $T_A$ 、 $T_B$  以及  $T_a$ 、 $T_b$ 、 $T_c$  之间的比较,但总体计算量更小。同时,新方法将“串行”的合成时间关系推导为“并行”,取消了传统扇区的划分,给出的是线性调制和过调制统一的求解模型,避免了现有过调制算法中控制角和保持角的计算。

## 4 过调制性能分析

### 4.1 过调制区

当参考电压矢量  $U_{\text{ref}}$  始终处于图 1 所示正六边形区域之内时,有  $\max(T_a, T_b, T_c) \leq T_s$  成立,其调制

过程处于线性区,最大调制度为 0.906 9。根据求解模型式(14),在线性区实际合成的电压矢量  $U'_{\text{ref}} = U_{\text{ref}}$ 。但当所求  $\max(T_a, T_b, T_c) > T_s$  时,说明对应的  $U_{\text{ref}}$  处于六边形区域之外,进入过调制区域。

图 6 给出了新方法在过调制区实际合成的电压矢量轨迹。其中,粗实线为实际合成的电压矢量  $U'_{\text{ref}}$  轨迹,长虚圆弧线为期望的参考电压矢量  $U_{\text{ref}}$  轨迹,短虚线表示调制波中的基波分量  $U_B$ 。

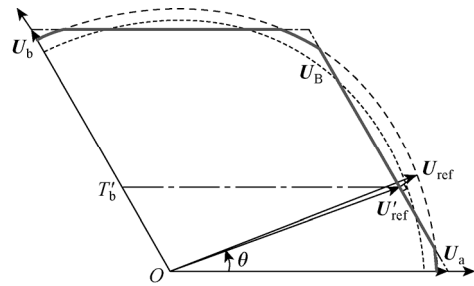


图 6 新方法在过调制区实际合成电压矢量轨迹

Fig.6 Actual synthetic voltage vector trajectory in over modulation region with the new method

在过调制区,参考电压矢量  $U_{\text{ref}}$  的幅值满足:

$\frac{\sqrt{3}}{2} \|U_a\| < \|U_{\text{ref}}\| \leq \|U_a\|$ , 因此  $U_{\text{ref}}$  的轨迹仅有部分处于正六边形区域之内。如图 6 中粗实线所示,对于处于六边形内的部分,新方法实际合成的电压矢量仍保持圆形轨迹,即  $U'_{\text{ref}} = U_{\text{ref}}$ 。而对于超出正六边形的部分,新方法无需计算控制角  $\alpha$ ,可直接在三相桥臂坐标系下调整  $T'_b$ ,将实际合成的  $U'_{\text{ref}}$  约束到六边形的边界上。从图 6 中不难看出,此时  $0 \leq T'_b \leq T_s$  明显成立,因此在过调制区,求解模型式(14)中的限幅运算符不会发挥作用。

过调制区的极限情况为  $\|U_{\text{ref}}\| = \|U_a\|$ ,此时  $U_{\text{ref}}$  轨迹已无处于正六边形区域之内的部分。新方法实际合成的  $U'_{\text{ref}}$  轨迹亦无圆弧部分,被完全限制在正六边形边界上,其调制度  $m$  可达到 0.956 6。

### 4.2 过调制区

如果进一步扩大参考电压矢量  $U_{\text{ref}}$  的幅值,并使  $\|U_{\text{ref}}\| > \|U_a\|$ ,则  $U_{\text{ref}}$  的轨迹与正六边形无交点。通过本文的新调制方法后,可获得更大的电压利用率,我们称此阶段为过调制区。根据基于三相桥臂坐标的通用求解模型式(14),过调制区中实际合成的  $U'_{\text{ref}}$  轨迹仍将被限制在正六边形边界上。图 7 给出了在过调制区实际合成的电压矢量  $U'_{\text{ref}}$  轨迹示意。

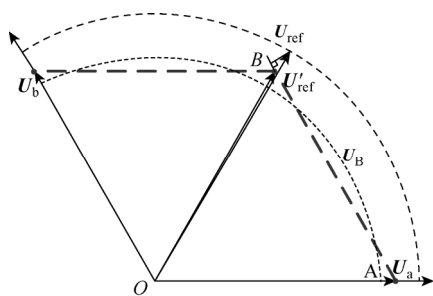


图 7 新方法在过调制区实际合成电压矢量轨迹

Fig.7 Actual synthesized voltage vector trajectory in over modulation region with the new method

图中长虚圆弧线为期望的参考电压矢量  $U_{ref}$  轨迹,短虚线为调制波中的基波分量  $U_B$ ,粗虚线为实际合成的电压矢量  $U'_{ref}$  轨迹。由于过调制区中  $U_{ref}$  轨迹大于正六边形外接圆,因此如图 7 中所示,当  $U_{ref}$  较靠近顶点  $B$  时,在边  $AB$  上的投影也将落在顶点  $B$  之外。

求解模型式(14)中的限幅运算符  $\langle \cdot \rangle$  强制将  $T'_b$  约束在  $0 \sim T_s$  范围内。从图 7 所示的矢量轨迹图中来看,实际上就是利用顶点  $B$  代替所有超出正六边形范围的投影向量。随着参考电压矢量  $U_{ref}$  的旋转,新方法中实际合成的电压矢量  $U'_{ref}$  的轨迹是:在六边形的一个顶点滞留一段时间以后,迅速沿边运动到下一个顶点,再进行滞留。因此,新方法在三相桥臂坐标系下,无需计算保持角  $\alpha$ ,通过桥臂作用时间的限幅运算  $\langle \cdot \rangle$ ,可方便实现正六边形顶点的滞留。

很明显,  $\|U_{ref}\|$  越大,顶点滞留时间所占的比例越大,沿边运动的时间比例越小。当  $\|U_{ref}\|$  足够大时,实际合成的电压矢量  $U'_{ref}$  仅在六个顶点间跳跃,逆变器处于六阶梯波运行状态,输出相电压波形为阶梯波。此时,逆变器输出电压的基波为  $2U_d/\pi$ ,达到极限调制深度,调制度  $m=1$ 。

通过计算在图 8 中给出了基于三相桥臂坐标下 SVPWM 方法调制度变化规律。在线性调制区 ( $0 < m < 0.9069$ ),调制的基波电压  $U_B$  与参考电压  $U_{ref}$  相等,可实现 1:1 的线性调制关系。在过调制区,  $U_{ref}$  的最大幅值可取  $2U_d/3$  (对应调制度 1.0472),但实际合成的  $U'_{ref}$  沿正六边形边界运动,输出基波  $U_B$  调制度  $m=0.9566$ 。理论上说,仅当  $\|U_{ref}\|$  趋于无穷大时,新方法输出的基波调制度  $m=1$ 。但当  $\|U_{ref}\| > 3U_d$  时,逆变器实际调制度  $m$  已达 0.999,此时已可输出较理想的六阶梯波。

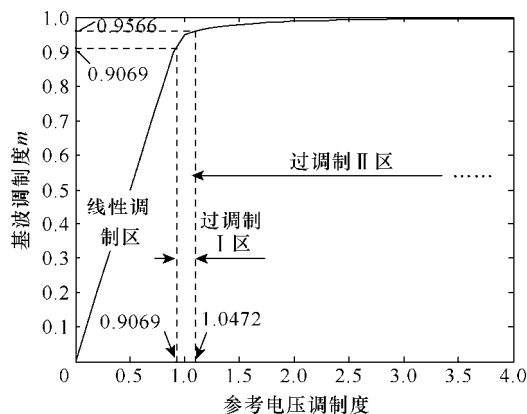


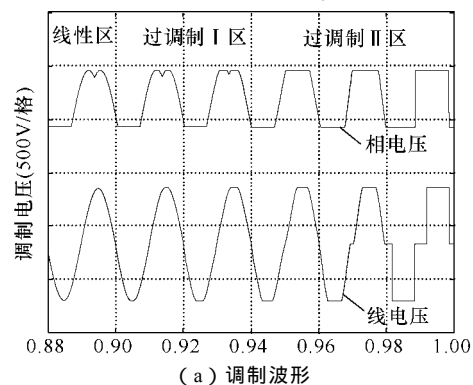
图 8 新方法中参考电压幅值与调制度的对应关系

Fig.8 The corresponding relationship between reference voltage amplitude and modulation with the new method

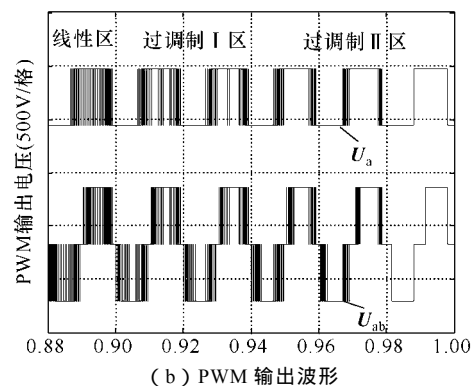
## 5 仿真与实验

### 5.1 仿真验证

在 Matlab/Simulink 环境下编程实现基于三相桥臂坐标的 SVPWM 求解模型,并进行仿真验证实验。仿真参数为:逆变器直流侧母线电压 540V,开关频率 2kHz;输出频率为 50Hz,输出电压幅值随调制度  $m$  可调。图 9 为调制度  $m$  从 0.9~1.0 连续变化时,逆变器输出的电压波形图(5 段式时序关系)。



(a) 调制波形



(b) PWM 输出波形

图 9 不同调制度下新方法的输出波形

Fig.9 Output waveform under different modulation with new method

从图 9a 中可以看出,线性调制区时,新方法生成的相电压调制波呈双峰分布。随着调制度  $m$  的增加,逆变器逐渐由线性调制进入到过调制,对应的调制波波峰逐渐被削平;在过调制区已无双峰特性,演化为梯形波;最后当调制度  $m=1$  时,工作在方波输出状态下。图 9b 为逆变器实际输出相电压  $U_a$  和线电压  $U_{ab}$  的 PWM 波形。不难看出,随着调制度  $m$  的增加,逆变器输出电压波形中的脉冲数逐渐减少,最后输出六阶梯波。

仿真实验结果充分表明,利用本文所提新方法,无需采用独立的“过调制算法”,可实现从线性调制区到过调制区,过调制区,直至六阶梯模式的连续调制。

## 5.2 谐波分析

定义总谐波畸变率  $THD = \sqrt{U^2 - U_B^2} / U_B$ , 其中  $U$  为逆变器输出电压有效值,  $U_B$  为基波电压的有效值。在相同参数下,根据图 2 所示原理,编写常规 SVPWM 的分区过调制算法进行测试,并与本文所提新方法的效果进行对比分析。图 10 中给出了基波调制度  $m=0.98$  时,两种方法产生 PWM 调制波线电压的频谱分布。

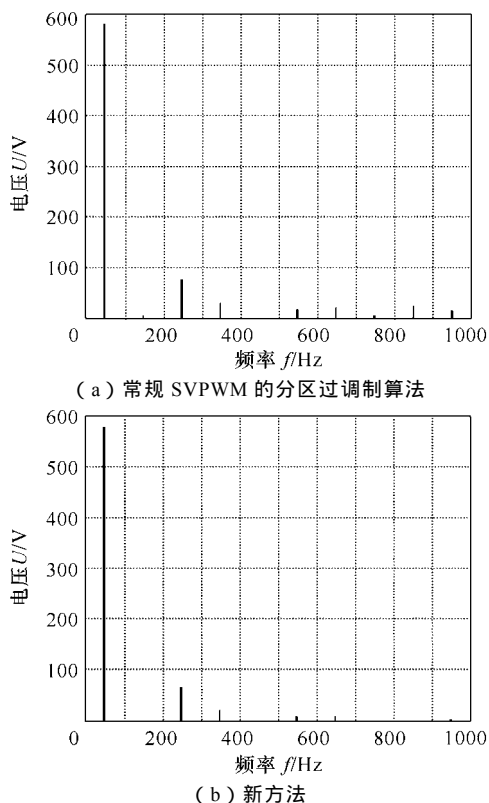


图 10 调制波的频谱对比分析

Fig.10 Comparative analysis of spectrum for modulation wave

从图中不难看出,两种方法生成线电压的基波(50Hz)幅值相同,均为 580V 左右,因此两种方法均可实现过调制,提高电压利用率。但是,常规分区过调制算法生成的调制波中,存在较明显的低次谐波(5 次、7 次、11 次、13 次等),实测其 THD 为 16.48%。新方法生成的调制波中 5 次、7 次谐波的幅值更小,而 11 次、13 次以上的谐波基本没有,其调制波 THD 为 12.17%。

再设置新方法仿真模型的调制度  $m$  从 0.9 到 1.0 变化(每间隔 0.001 实验 1 次),该组实验包括线性区、过调制区、过调制区及六阶梯模式运行模式。同时,记录不同调制度  $m$  下输出调制波型的 THD 值,绘制谐波强度与调制度关系曲线图,并与现有常见几种过调制算法结果进行对比<sup>[8,14,15]</sup>,其结果如图 11 所示。

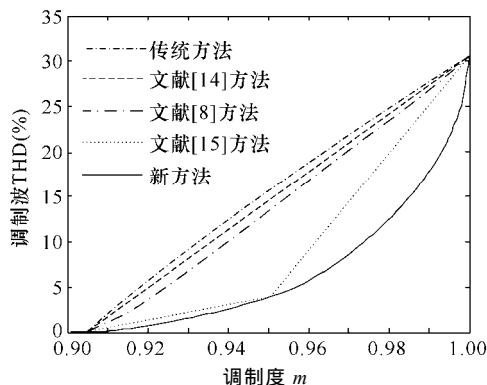


图 11 不同方法输出的过调制波 THD 对比

Fig.11 Contrast of THD of output over modulation wave with different methods

从图中可以看出,在本文中,虽仍参照过调制区和区分别对新方法性能进行了讨论,但新方法实际仅有一个统一的调制策略,并没有独立的“过调制算法”。故从线性区到六阶梯模式( $0.9 < m < 1$ ),新方法的 THD 曲线呈连续光滑。在线性调制( $m < 0.9069$ )和六阶梯模式( $m=1$ )运行时,各种方法实际生成的调制波波形相似,谐波含量相同,THD 值也相等。在现有方法中,目前文献[16]中讨论的叠加 SVPWM 过调制算法具有公认的较佳谐波抑制效果。如图 11 所示,在过调制区和区的过渡区域,叠加 SVPWM 过调制算法生成的调制波与新方法类似,THD 值也基本相等。但在调制区内部(尤其是过调制区),新方法的 THD 曲线呈凹弧线分布,具有更小的谐波畸变。

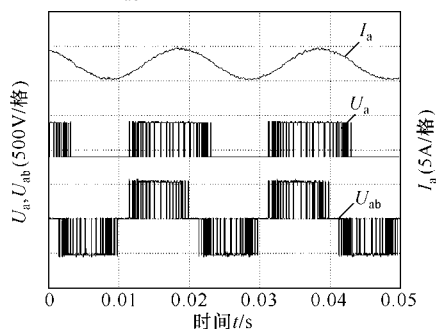
## 5.3 实验测试

为验证所提新方法的可行性进行了实际物理实

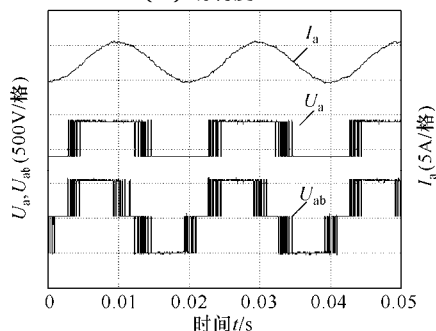
验测试。实验系统选用二电平逆变器拓扑结构,使用 K40T120 型 IGBT 作为开关器件,开关频率为 9kHz,新方法在 DSP 控制单元 TMS320F2812 平台上编程实现。开关器件使用三相驱动芯片 IR2233S,其与 DSP 管脚之间用高速光耦 M456 隔离。负载选用三相星型联结的阻感性负载,其中负载电感  $L=120\text{mH}$ ,电阻  $R=100\Omega$ 。

实验测试时,逆变器的输入为三相 380V,内部直流母线电压 540V。逆变器输出参考电压频率设定为 50Hz,输出 PWM 波的调制度  $m$  在 0~1 之间可调。逆变器输出的相电压信号  $U_a$ 、线电压信号  $U_{ab}$  及相电流  $I_a$  直接(无低通滤波)与数字示波器 TPS2014 连接进行监测,其中设置 TPS2014 的有效采样频率为 50kHz,采样长度 2 500 点(0.5s)。

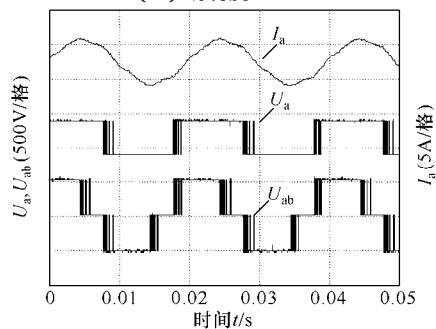
图 12 中给出了逆变器调制度  $m$  分别为 0.8 和 1.0 时,实际输出的 PWM 电压和负载相电流波形;其中,由上到下的三个通道依次为相电流  $I_a$ ,相电压  $U_a$  和线电压  $U_{ab}$ 。



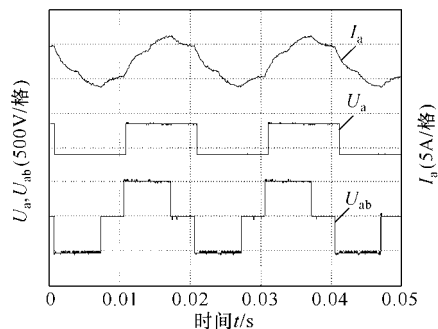
(a) 调制度  $m=0.8$



(b) 调制度  $m=0.93$



(c) 调制度  $m=0.98$



(d) 调制度  $m=1.0$

图 12 实际逆变器输出电压电流波形

Fig.12 Voltage and current output waveform of actual inverter

从图 12 中可见,实际逆变器输出的 PWM 电压波形与仿真结果吻合较好。当调制度  $m=0.8$  时(如 a 图所示),逆变系统工作在线性调制区。此时,作用在阻感性负载上的相电流  $I_a$  呈现较好的正弦特性,实测其 THD 仅为 1.18%。继续提高逆变器的调制度  $m$ ,实测作用在负载上的相电流  $I_a$  幅值也跟随增大,但进入过调制区后,相电流  $I_a$  会出现畸变。从图 12b 中可以清楚地看出,利用文本所提过方法,逆变器可运行在六阶梯波模式,实现了最大基波电压输出。此时逆变器输出的相电流  $I_a$  畸变亦比较明显,其波形中每个周期由六段弧线构成,实测其 THD 达到 11.0%。该实验验证了所提的 SVPWM 方法在过调制技术上的有效性。

## 6 结论

(1) 经典 SVPWM 的计算公式自身没有约束性,因此在过调制区域,其计算结果中会出现合成矢量时间之和大于调制周期的情况,因此需要额外引入过调制算法进行结果修正。而新方法引入了新的三相桥臂坐标,在该坐标下将经典 SVPWM 的串行合成时间关系推导为并行,从而避免了上述情况。

(2) 与经典 SVPWM 的过调制技术相比,新方法可实现从线性区、过调制区、过调制区直到六阶梯模式的连续平滑调制,是一种“无过调制算法”的过调制策略。

(3) 新方法取消了传统扇区的划分,简化了多扇区求解模型的复杂度,给出的是线性调制和过调制统一的求解模型,避免了现有过调制算法中控制角和保持角的计算。

(4) 新方法在线性调制和六阶梯模式下调制效果与经典 SVPWM 方法相当;但在过调制区,其输出 PWM 波形的 THD 明显小于常规过调制方法。



## 参考文献

- [1] 李永东. 交流电机数字控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [2] Shu Z, Ding N, Chen J, et al. Multilevel SVPWM with dc-link capacitor voltage balancing control for diode-clamped multilevel converter based STATCOM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1884-1896.
- [3] Carrasco G, Silva C A. Space vector PWM method for five-phase two-level VSI with minimum harmonic injection in the overmodulation region[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 2042-2053.
- [4] Chiang G T, Itoh J. Comparison of two over-modulation strategies in an indirect matrix converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 43-53.
- [5] Holtz J, Lotzkat W, Khambadkone A. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(4): 546-553.
- [6] Lee D C, Lee G M. A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(6): 1144-1151.
- [7] 吴芳, 万山明. 一种过调制算法及其在永磁同步电动机弱磁控制中的应用[J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 58-62.  
Wu Fang, Wan Shanming. An overmodulation algorithm and its application in PMSM drive with flux-weakening control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(1): 58-62.
- [8] 戴钱坤, 葛红娟, 李光泉. 基于多轨迹矢量加权的矩阵变换器过调制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(4): 100-106.  
Dai Qiankun, Ge Hongjuan, Li Guangquan. Over-modulation strategy of matrix converter based on multi-orbit vector weighted [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(4): 100-106.
- [9] Bolognani S, Zigliotto M. Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2): 525-530.
- [10] Lee D C, Lee G M. A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 13(6): 1144-1151.
- [11] Sun K, Wei Q, Huang, Lipei L, et al. An over-modulation method for PWM-inverter-fed IPMSM drive with single current sensor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3395-3404.
- [12] Busquets Monge S, Maheshwari R, Munk Nielsen S. Overmodulation of n-level three-leg DC-AC diode-clamped converters with comprehensive capacitor voltage balance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1872-1883.
- [13] 金舜, 钟彦儒, 程为彬. 新颖的 SVPWM 过调制策略及其在三电平逆变器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 84-90.  
Jin Shun, Zhong Yanru, Cheng Weibin. Novel SVPWM over-modulation scheme and its application in three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(20): 84-90.
- [14] 张立伟, 刘钧, 温旭辉, 等. 基于基波电压幅值线性输出控制的 SVPWM 过调制新算法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 12-18.  
Zhang Liwei, Liu Jun, Wen Xuhui, et al. A novel algorithm of SVPWM inverter in the overmodulation region based on fundamental voltage amplitude linear output control[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(19): 12-18.
- [15] 樊扬, 瞿文龙, 陆海峰. 基于叠加原理的 SVPWM 过调制算法[J]. 清华大学学报, 2008, 48(4): 461-464.  
Fan Yang, Qu Wenlong, Lu Haifeng, et al. SVPWM over-modulation algorithm based on superposition principle[J]. Tsinghua University(Science & Technology), 2008, 48(4): 461-464.

## 作者简介

吴德会 男, 1975 年生, 副教授, 研究生导师, 主要从事电气工程及机电装备的研究。

夏晓昊 男, 1987 年生, 硕士研究生, 研究方向为电机控制技术。